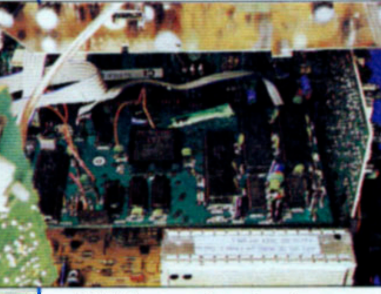
SOMMAIRE

Montage flash : indicateur de verglas, page 127.



10 téléviseurs au banc d'essais, page 37.



Selfmètre capacimètre numérique Hameg HM 8018 page 99

NOUVELLES DU JAPON

LE VHS-C DURE PLUS LONGTEMPS

Les cassettes VHS-C et S-VHS-C gagnent 50 % en durée. En annonçant cette nouvelle intéressante, JVC a présenté un camescope Super VHS-C destiné au marché professionnel, utilisant ces nouvelles cassettes et apportant enfin le son HiFi. De son côté, Sony a commencé la vente des camescopes High Band Vidéo 8 mm concurrents des S-VHS-C. La nostalgie n'a pas été oubliée au Japon en ce début d'année, puisque les tubes réapparaissent en faisant irruption dans un lecteur audio numérique.

LES NOUVELLES CASSETTES VHS-C et S-VHS-C

Elles peuvent enregistrer 30 mn d'images en NTSC contre 20 mn précédemment. Ces TC-30 et S-TC-30 permettent 90 mn d'enregistrement en vitesse lente. Dans la version européenne, on devrait obtenir des EC-45 et S-EC-45. Destinée à contrer les vidéo 8 mm et high band vidéo 8 mm, dont l'autonomie de bande est beaucoup plus imposante, cette amélioration devrait satisfaire une bonne partie des consommateurs. Elle a été obtenue grâce à l'amincissement du film utilisé. Le nouveau film, nommé Polystone est très mince mais propose un module d'Young élevé pour maintenir la solidité de la bande. Ce module d'Young est 1,6 fois supérieur à celui des bandes VHS-C précédentes. Le Polystone présente une épaisseur de 10 µm tandis que la couche magnétique ne dépasse pas 4,5 µm d'épaisseur. Les caractéristiques électromagnétiques demeurent pourtant inchangées.

LE S-VHS-C ENFIN EN HIFI

Le vidéomovie GR-707-U de JVC permet enfin de profiter du son HiFi sur un camescope S-VHS-C. Destiné aux professionnels et aux amateurs passionnés (et fortunés), le GR-707-U utilise des cassettes S-VHS-C ou VHS-C. Il procure des images plus définies que celles des émissions TV (en S-VHS-C) ou des images haute qualité (en VHS-C HQ). Un nouveau tambour d'enregistrement a été developpé spécialement pour ce modèle. Ce New-Super-DA-4 (4 têtes) a 62 mm de diamètre. Il intègre un moteur à courant continu et un système de stabilisation de la bande. Les têtes, plus fines que précédemment, sont en « super » monocristal de ferrite et présentent une taille ovalisée. Le tambour renferme évidemment une tête d'effacement flottante permettant les insertions d'images, etc.

Le GR-707-U est un camescope d'épaule (look pro) équipé d'un zoom 8 X ouvrant à F : 1,2 et motorisé à deux vitesses. Son obturateur électronique fonctionne au 1/60e, 1/250e, 1/500e et 1/1 000e s. Arrêt sur l'image, ralenti, accéléré (sans bruit), image par image à intervalle réglable, doublage son, compteur en temps réel font partie des nombreuses possibilités du GR-707-U. Il est équipé de raccordements variés : sorties S-VHS, sorties audio et vidéo, entrées S et audio et vidéo. Le tout ne pèse que 1,87 kg.

PLUS DE LIGNES SUR L'ECRAN

Les nouveaux téléviseurs Sharp vendus au Japon proposent une définition horizontale de 750 lignes. Le canon à électrons du tube est plus large pour réduire les irrégularités de couleur. Le 31 C-V100 est équipé d'un circuit Pro Logic Dolby Surround et d'un amplificateur audio 60 W à cinq canaux. C'est un 31 pouces (77,5 cm) de diagonale d'écran équipé de deux enceintes deux voies bass reflex détachables (18 000 F environ à Tokyo). Quant au Panasonic, TH-33AS1, il s'agit d'un téléviseur à écran de 33 pouces de diagonale (83,5 cm) qui présente une définition horizontale de 700 lignes. Il est équipé d'un tuner satellite compact qui indique sur l'écran le niveau de signal reçu par l'antenne (17 200 F environ à Tokyo).

NEUF TETES

Pour son premier camescope, Casio a fait fort. Le Casio V-M100 est équipé de neuf têtes dont une tête d'effacement flottante. L'obturateur électronique varie du 1/60e au 1/250e s et s'adapte automatiquement pour éliminer les mauvaises vibrations engendrées par les éclairages fluorescents. Ce camescope VHS-C est vendu au Japon 180 000 yens (9 000 F environ).

LE RETOUR DES TUBES

Le lecteur de disque compact Alpine Luxman D-105 U utilise dans son étage de sortie une triode montée en cathode follower ! On connaissait l'amour de Lux pour les tubes mais l'on ne s'attendait pas à les voir réapparaître à l'heure du tout numérique. Ce lecteur CD à son chaud est aussi un appareil très moderne équipé d'un double convertisseur N/A et d'un filtrage numérique sur 18 bits à octuple suréchantillonnage. Le centre de gravité de la platine a été placé très bas pour améliorer l'insensibilité aux vibrations extérieures. Pour quelques 89 800 yens (4 500 F environ), six kilos de matériel.

MATSUSHITA QUITTE L'APARTHEID

Matsushita Electric Industrial, connu en France pour ses marques Panasonic et Technics, quitte l'Afrique du Sud et ferme ses bureaux au pays de l'Apartheid. L'affaire a pu être rondement menée, les bureaux en question n'employant que deux personnes. Le Japon est pourtant le premier partenaire commercial de l'Afrique du Sud avec un montant d'échanges s'élevant à 4,1 milliards de dollars.

SONY A PRESENTE SON VIDEO 8 HI-BAND

Sony vient de présenter sa nouvelle norme en matière de vidéo, le HI-Band, qui s'appellera désormais « Video HI 8 ».

On attendait un camescope, et c'est à la fois un camescope (CCD-V900) et un magnétoscope de salon (EV-S900) que Sony a dévoilé ; ils seront commercialisés au Japon, à partir du 10 avril, pour le camescope (son prix : 240 000 yens, 12 000 F environ) et du 21 avril pour le magnétoscope (son prix : 245 000 yens, soit 12 250 F environ).

Le Vidéo HI 8 est le concurrent du S-VHS de JVC dont les premiers exemplaires sont commercialisés en France ce mois-ci. Comme ce dernier, le Vidéo HI 8 est capable de restituer une image enregistrée de haute qualité avec une résolution horizontale de 400 lignes.

Pierre LABEŸ

L'ELECTRONIQUE AUX EXAMENS

Puissance consommée en courant continu

ENONCE

Un circuit est constitué par un générateur de f.e.m. constante E et de résistance interne r, débitant dans un réseau d'utilisation assimilable à une résistance R (fig. 1).

1° Comment doit-on choisir R pour que la puissance électrique P consommée par le réseau d'utilisation soit maximale ?
Quelle relation simple existe alors entre $U = V_A - V_B$ et E ? Quelle est l'expression de la puissance maximale P_m en fonction de E et de R ?

2° Entre le générateur et le réseau d'utilisation, on intercale une cellule en « T » dont les bornes sont A, B, A_1 et B_1. Cette cellule est constituée par trois résistances R' identiques (fig. 2).
Comment doit-on choisir la valeur R' de ces trois résistances pour que le générateur débite toujours la même intensité i ?

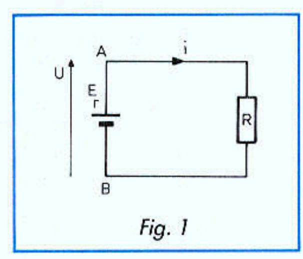


Fig. 1

3° Sur la figure 2, calculer, au moyen des lois de Kirchhoff, les courants i, i_1 et i' en fonction de E, R, R' et r. Trouver directement l'expression de i_1 par application du théorème de Thévenin.

4° En posant $U = V_A - V_B$ et $U_1 = V_{A1} - V_{B1}$, calculer en fonction de R et R' le rapport $\alpha_1 = U_1/U$. Quelle est sa valeur numérique lorsque R' prend la valeur calculée dans la seconde question ?

5° Remplacer le générateur (E, r) par la tension constante U et calculer α_1 en fonction de R et R' par une application très simple du théorème de Thévenin et de la loi d'Ohm $U_1 = Ri_1$ (sans utiliser les expressions précédentes de i_1).

6° Si on note P_1 la puissance consommée par le réseau d'utilisation dans les conditions de la seconde question, évaluer le rapport $\beta_1 = P_1/P_m$ et donner la valeur numérique correspondante de β_1 lorsque R' a la valeur calculée dans la deuxième question.

7° Entre le réseau d'utilisation et le générateur, on intercale maintenant, en série, deux cellules en T identiques où toutes les résistances R' ont la valeur calculée précédemment (fig. 3).
Montrer que l'intensité débitée par le générateur a même valeur i que celle débitée dans les montages des figures 1 et 2.

8° En posant $U_2 = V_{A2} - V_{B2}$, démontrer que $\alpha_2 = U_2/U$ a pour valeur α_1^2 par une méthode inspirée de celle de la cinquième question.
En déduire que $\beta_2 = P_2/P_m$ a pour valeur $\beta_1^2 = \alpha_1^4$, P_2 étant la puissance consommée par le réseau d'utilisation dans la figure 3. Calculer numériquement α_2 et β_2 lorsque R' a la valeur calculée dans la seconde question.

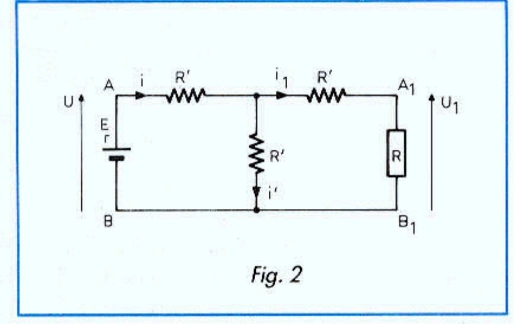


Fig. 2

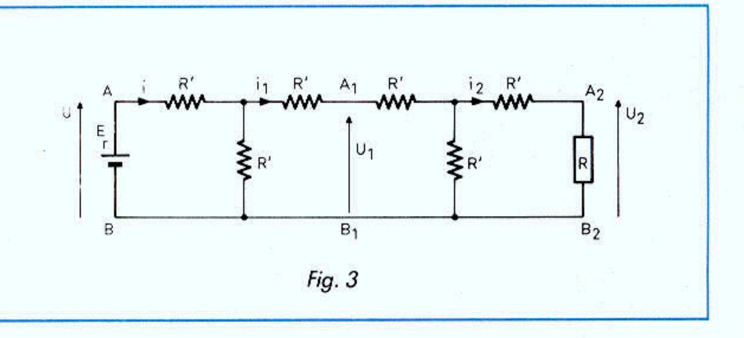


Fig. 3

SOLUTION

1° $P = Ri^2 = R \left(\frac{E}{R+r}\right)^2 = \frac{RE^2}{(R+r)^2}$

$$\boxed{P = \frac{RE^2}{(R+r)^2}}$$

$$\frac{dP}{dR} = \frac{(R+r)^2 E^2 - RE^2 \times 2(R+r)}{(R+r)^4} = \frac{E^2(R+r-2R)}{(R+r)^3}$$

$= \frac{E^2(r-R)}{(R+r)^3}$ s'annule pour $R = r$ $\boxed{R = r}$

On a alors $U = Ri = R \frac{E}{R+r} = \frac{E}{2}$ $\boxed{U = \frac{E}{2}}$

$P_m = R \left(\frac{E}{2R}\right)^2 = \frac{E^2}{4R}$ $\boxed{P_m = \frac{E^2}{4R}}$

2° Résistance équivalente $R_e = R$:

$R = R' + (R' + R) // R'$ $\quad R = R' + \frac{(R+R')R'}{R+2R'}$

$$R^2 + 2RR' = RR' + 2R'^2 + RR' + R'^2$$
$$R^2 = 3R'^2$$

$$\boxed{R' = \frac{R}{\sqrt{3}}}$$

3° Il y a trois inconnues, trois équations sont nécessaires.

nœud : $i = i_1 + i'$

mailles : $\begin{cases} E - ri - R'i - R'i' = 0 \\ R'i' - (R+R')i_1 = 0 \end{cases}$

$$\begin{cases} i & -i' & -i_1 & = 0 \\ (r+R')i & +R'i' & & = E \\ & R'i' & -(R+r')i_1 & = 0 \end{cases}$$

$$D = \begin{vmatrix} 1 & -1 & -1 \\ r+R' & R' & 0 \\ 0 & R' & -(R+R') \end{vmatrix}$$

$$D = \begin{matrix} 1 & -1 & -1 & 1 & -1 \\ r+R' & R' & 0 & r+R' & R' \\ 0 & R' & -(R+R') & 0 & R' \end{matrix}$$

$= -R'(R+R') - R'(r+R') - (r+R')(R+R')$

$-D = RR' + R'^2 + rR' + R'^2 + rR + RR' + rR' + R'^2$
$= 3R'^2 + 2RR' + 2rR' + rR$

$$Ni = \begin{vmatrix} 0 & -1 & -1 \\ E & R' & 0 \\ 0 & R' & -(R+R') \end{vmatrix} = -E[(R+R') - R'] = -E(R+2R')$$

$$Ni' = \begin{vmatrix} 1 & 0 & -1 \\ r+R' & E & 0 \\ 0 & 0 & -(R+R') \end{vmatrix} = -E(R+R')$$

$$Ni_1 = \begin{vmatrix} 1 & -1 & 0 \\ r+R' & R' & E \\ 0 & R' & 0 \end{vmatrix} = ER'$$

$$i = \boxed{\frac{E(R+2R')}{3R'^2 + 2RR' + 2rR' + rR}}$$

$$i' = \boxed{\frac{E(R+R')}{3R'^2 + 2RR' + 2rR' + rR}}$$

$$i_1 = \boxed{\frac{ER'}{3R'^2 + 2RR' + 2rR' + rR}}$$

$E_{Th} = R' \frac{E}{r+2R'}$ $\quad P_{Th} = R'//R' + r = \frac{R'(R'+r)}{r+2R'}$

$$i_1 = \frac{E_{Th}}{P_{Th} + R + R'}$$

$$i^1 = \frac{ER'}{R'(R'+r) + (R+R')(r+2R')} = \frac{ER'}{3R'^2 + 2RR' + 2rR' + rR}$$

4° $U = R'(i + i') = \frac{R'E(R + 2R' + R + R')}{D} = \frac{R'E(2R+3R')}{D}$

$U_1 = Ri_1 = \frac{RR'E}{D}$ $\quad \alpha_1 = \frac{U_1}{U} = \frac{R}{2R+3R'}$

si $R' = \frac{R}{\sqrt{3}}$

$$\alpha_1 = \frac{R}{2R + \frac{3R}{\sqrt{3}}} = \frac{1}{2+\sqrt{3}} = \frac{2-\sqrt{3}}{(2+\sqrt{3})(2-\sqrt{3})}$$

$$\boxed{\alpha_1 = 2 - \sqrt{3} = 0{,}268}$$

5° $U_1 = Ri_1 \qquad E_{Th} = \frac{UR'}{2R'} = \frac{U}{2} \qquad P_{Th} = \frac{R'}{2}$

$$i_1 = \frac{E_{Th}}{P_{Th} + R + R'} = \frac{U}{R' + 2(R + R')} = \frac{U}{2R + 3R'}$$

$$U_1 = Ri_1 = \frac{RU}{2R + 3R'} \qquad \alpha_1 = \frac{U_1}{U} = \frac{R}{2R + 3R'}$$

6° $P_1 = \frac{U_1^2}{R} \quad P_m = \frac{U^2}{R}$

$$\beta_1 = \frac{P_1}{P_m} = \frac{U_1^2}{U^2} = \alpha_1^2$$

$$\boxed{\beta_1 = \alpha_1^2}$$

Numériquement : $\beta_1 (2 - \sqrt{3})^2 = 7 - 4\sqrt{3} = 0{,}071797$

$$\boxed{\beta_1 = 0{,}072}$$

7° Sur la figure 2, tout ce qui est à droite de A et B équivaut à R. C'est ce qui est à droite de A_1 et B_1 sur la figure 3.
Donc la figure 3 est équivalente à la figure 2 et le courant débité est toujours le même I. U_1 est aussi la même que précédemment.

8° $\alpha_2 = \frac{U_2}{U} = \frac{U_2}{U_1}\frac{U_1}{U} = \alpha_1 \frac{U_2}{U_1}$

$$U_2 = \frac{E_{Th} R}{\rho_{Th} + R + R'}$$

$$E_{Th} = \frac{U_1 R'}{2R'} = \frac{U_1}{2} \qquad P_{Th} = \frac{R'}{2}$$

$$U_2 = \frac{U_1 R}{R' + 2(R + R')} = \alpha_1 U_1 \qquad \alpha_2 = \alpha_1 . \alpha_1$$

$$\boxed{\alpha_2 = \alpha_1^2}$$

$$\beta_2 = \frac{P_2}{P_m} = \frac{U_2^2/R}{U^2/R} = \left(\frac{U_2}{U}\right)^2 = (\alpha_1^2)^2 = \alpha_1^4 = \alpha_2^2$$

$$\boxed{\beta_2 = \beta_1^2 = \alpha_1^4}$$

Numériquement : $\beta_2 = (7 - 4\sqrt{3})^2 = 49 + 48 - 56\sqrt{3}$
$= 97 - 56\sqrt{3}$

$$\boxed{\beta_2 = 51{,}5\ 10^{-3}}$$

(Problème proposé par P. Mory)



EXPERIMENTATION ET EVOLUTION DES CIRCUITS FONDAMENTAUX

LES AMPLIS BF INTEGRES

Depuis l'avènement des transistors de puissance, notamment des modèles complémentaires (NPN et PNP de caractéristiques comparables) et, mieux encore, de leurs versions « Darlington », les amplificateurs BF traditionnels s'articulent autour de ces composants. Leurs schémas, d'ailleurs, tendent à s'uniformiser.
Pourtant, dans ce domaine aussi, l'intégration progresse. On trouve, à des coûts étonnament faibles, des circuits capables de délivrer des puissances de quelques dizaines de watts, avec des performances approchant celles que réclame le label « haute fidélité ».
Nous nous proposons, ici, d'analyser les conditions générales d'emploi de ces circuits. Pour cerner de près la pratique, nous en appliquerons les conclusions à un exemple typique : celui du TDA 2030, qui nous semble une excellente illustration de la catégorie.

PUISSANCE MAXIMALE ET TENSION D'ALIMENTATION

L'intégration impose des limites de puissance essentiellement liées à deux facteurs : la possibilité d'évacuer la chaleur dissipée dans un boîtier monobloc, d'une part ; d'autre part, la tension maximale d'alimentation, nécessairement assez faible sur une « puce » de petites dimensions. Intéressons-nous à ce deuxième paramètre.
Ramené à sa plus simple expression, un amplificateur se réduit au schéma symbolique de la figure 1. L'alimentation s'effectue sous une différence de potentiel totale E dont il importe peu de préciser, pour l'instant, si elle est unipolaire (entre 0 et + E) ou symétrique (entre – E/2 et + E/2). On applique le signal sur l'entrée **e** et, après amplification en tension et en courant, donc en puissance, on le recueille sur la sortie S, chargée par le haut-parleur que nous assimilerons à une simple résistance R.

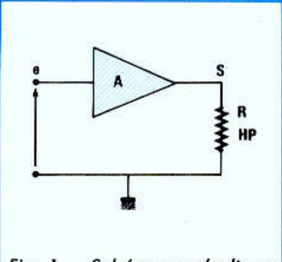


Fig. 1. – Schéma symbolique d'un amplificateur.

Plaçons-nous en régime sinusoïdal. Nous définirons, assez arbitrairement, la puissance maximale comme celle qui correspond à l'apparition de l'écrêtage (en fait, elle est donnée pour un taux de distorsion harmonique totale de 10 %). Les différences de potentiel collecteur-émetteur des transistors de sortie à la limite de la saturation, les pertes dans les résistances d'émetteurs, et divers autres facteurs, introduisent une tension de déchet ε dont la valeur typique s'élève aux alentours de 3 à 4 V. L'excursion maximale en sortie, V_{cc}, de crête à crête, se limite à :

$$V_{cc} = E - \varepsilon$$

il lui correspond une tension efficace maximale :

$$V_{eff} = \frac{E - \varepsilon}{2\sqrt{2}}$$

donc une puissance efficace :

$$P_{eff} = \frac{(E - \varepsilon)^2}{8\,R}$$

Prenons un exemple pratique :
le TDA 2030 supporte une tension d'alimentation de 36 V. Si son impédance de sortie était nulle, et avec une tension de déchet de 4 V et une charge de 8 Ω, on aboutirait à la puissance :

$$P_{eff} = \frac{(36 - 4)^2}{8 \times 8} = 16\ \text{W}$$

En pratique, il faut tenir compte de l'impédance de sortie de l'amplificateur, qui n'a d'ailleurs pas ici de signification bien réelle, et qu'on doit plutôt remplacer par la notion de facteur d'amortissement. Il en résulte une nouvelle réduction de la puissance effectivement appliquée à la charge. Dans les conditions indiquées, celle-ci n'atteint que 11 W sur 8 Ω et 18 W sur 4 Ω.

UNE STRUCTURE D'ENTREE DIFFERENTIELLE

La configuration interne du TDA 2030, qu'on trouve en figure 2, ressemble beaucoup à celle d'un amplificateur opérationnel, du moins pour ce qui concerne les étages d'entrée. Ceux-ci utilisent un amplificateur différentiel alimenté à courant constant et attaqué par les bases des transistors. On dispose donc d'une entrée non inverseuse (broche 1) et d'une entrée inverseuse (broche 2). La première sert à l'injection des signaux, alors que la seconde, puisqu'elle déphase de 180°, reçoit les tensions de contre-réaction en provenance de la sortie.
Les schémas d'utilisation qui en découlent, pour une alimentation symétrique d'abord (+ E et – E par rapport à la masse, figure 3), puis pour une alimentation unipolaire (+ E, figure 4), exploitent directement ces propriétés. Les différences apparaissent au niveau du filtrage et dans la méthode de définition du

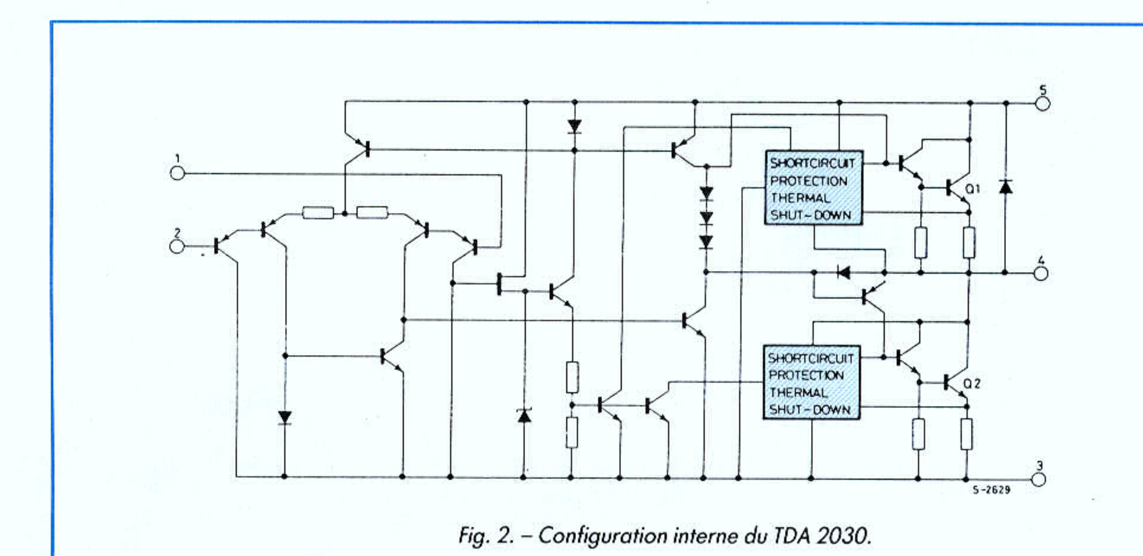


Fig. 2. – Configuration interne du TDA 2030.

point de repos. Le premier met en jeu deux couples de condensateurs (C_3, C_4, C_5 et C_6) dans le premier cas, et naturellement un seul (C_4, C_5) dans le deuxième. Pour une alimentation symétrique, le potentiel de polarisation est celui de la masse, à laquelle la résistance R_3 ramène la broche 1. L'alimentation unipolaire nécessite un pont (R_1, R_2) découplé par C_2 et relié à la broche 1 par R_3, afin de préserver l'impédance d'entrée.

La contre-réaction s'effectue, pour la plage des fréquences audibles, à travers le diviseur R_1 R_2 (ramené à la masse par C_2) dans la figure 3, et par R_4 R_5 et C_3 dans la figure 4. Dans chaque cas, le rapport des résistances détermine le taux de contre-réaction, puisque la tension v_2 retournant à l'entrée 2, en fonction de la tension de sortie v_s, est (cas de la figure 3) :

$$v_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_s$$

Le gain en tension, de 90 dB en boucle ouverte, est ramené à 30 dB en boucle fermée, avec les valeurs données en nomenclature.

PROTECTIONS INTERNES ET PROTECTIONS EXTERNES

La figure 2 fait apparaître, sans en détailler la structure, deux types de protections internes au circuit. Les unes limitent à 3,5 A l'intensité de

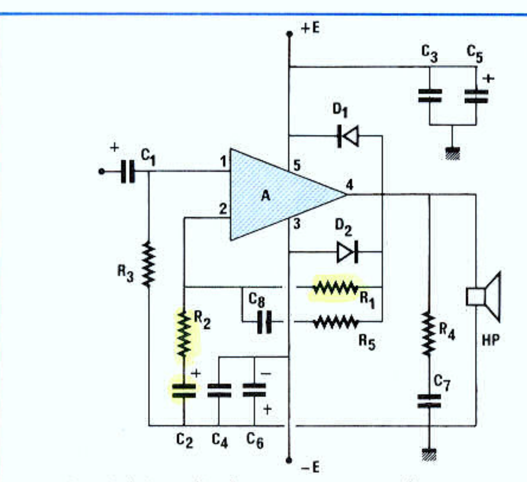


Fig. 3. – Schéma d'utilisation pour une alimentation symétrique du TDA 2030.

R_1 : 22 kΩ ; R_2 : 680 Ω ; R_3 : 22 kΩ ; R_4 : 1 Ω ; R_5 : 2,2 kΩ.
C_1 : 1 µF ; C_2 : 22 µF ; C_3 : 100 nF ; C_4 : 100 nF ; C_5 : 100 µF ; C_6 : 100 µF ; C_7 : 220 nF ; C_8 : 100 pF.
D_1, D_2 : 1N4002.

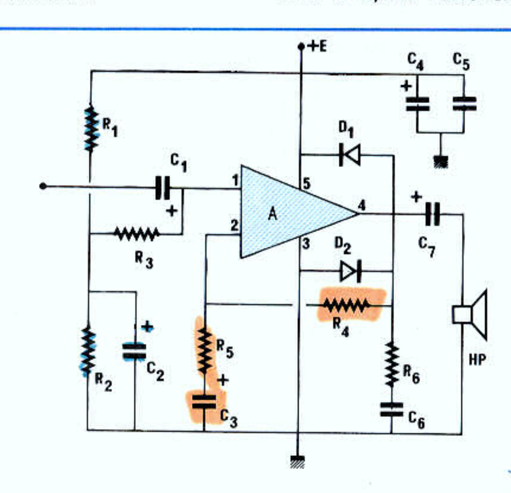


Fig. 4. – Schéma d'utilisation pour une alimentation unipolaire du TDA 2030.

R_1 : 100 kΩ ; R_2 : 100 kΩ ; R_3 : 100 kΩ ; R_4 : 150 kΩ ; R_5 : 4,7 kΩ ; R_6 : 1 Ω.
C_1 : 1 µF ; C_2 : 22 µF ; C_3 : 2,2 µF ; C_4 : 100 µF ; C_5 : 100 nF ; C_6 : 220 nF ; C_7 : 2 200 µF.
D_1, D_2 : 1N4002.

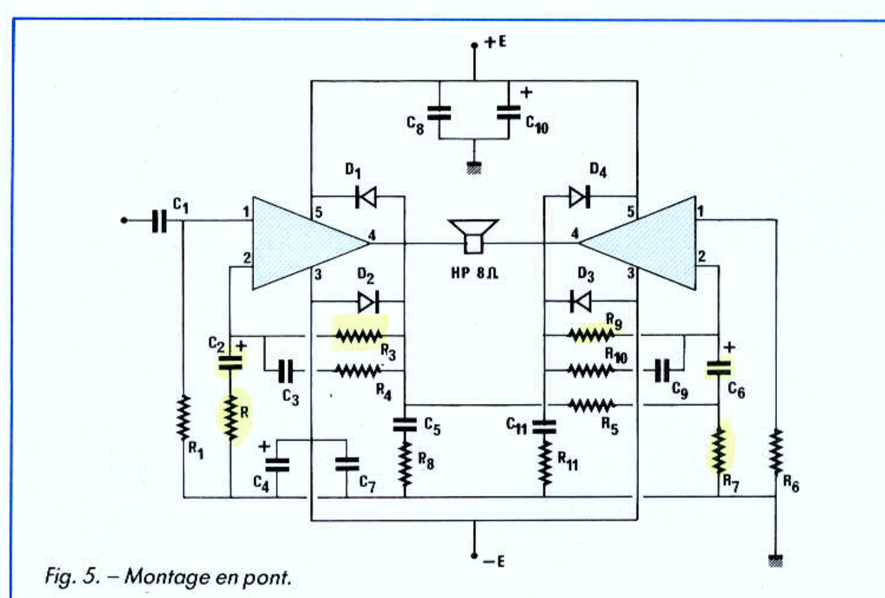
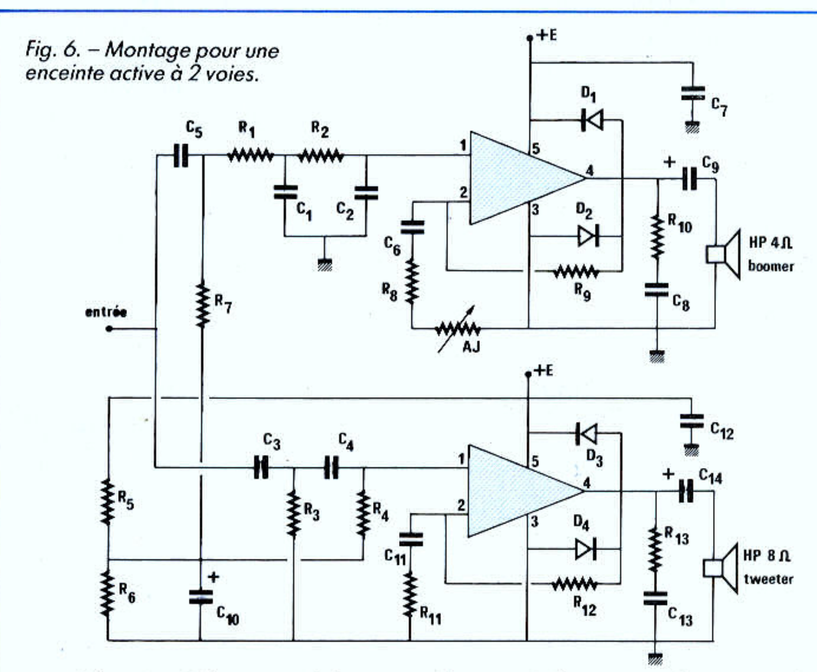


Fig. 5. – Montage en pont.

R_1 : 22 kΩ ; R_2 : 680 Ω ; R_3 : 22 kΩ ; R_4 : 2,2 kΩ ; R_5 : 22 kΩ ; R_6 : 22 kΩ ; R_7 : 680 Ω ; R_8 : 1 Ω ; R_9 : 22 kΩ ; R_{10} : 2,2 kΩ.
C_1 : 1 µF ; C_2 : 22 µF ; C_3 : 100 pF ; C_4 : 100 µF ; C_5 : 220 nF ; C_6 : 22 µF ; C_7 : 100 nF ; C_8 : 100 nF ; C_9 : 100 pF ; C_{10} : 100 µF ; C_{11} : 220 nF.

Fig. 6. – Montage pour une enceinte active à 2 voies.



R_1 : 10 kΩ ; R_2 : 33 kΩ ; R_3 : 10 kΩ ; R_4 : 56 kΩ ; R_5 : 22 kΩ ; R_6 : 22 kΩ ; R_7 : 22 kΩ ; R_8 : 1 kΩ ; R_9 : 68 kΩ ; R_{10} : 1 Ω ; R_{11} : 1 kΩ ; R_{12} : 27 kΩ ; R_{13} : 1 Ω ; AJ : 1 kΩ.
C_1 : 5,6 nF ; C_2 : 1 nF ; C_3 : 10 nF ; C_4 : 33 nF ; C_5 : 220 nF ; C_6 : 47 µF ; C_7 : 100 nF ; C_8 : 100 nF ; C_9 : 2 200 µF ; C_{10} : 47 µF ; C_{11} : 47 µF ; C_{12} : 100 nF ; C_{13} : 100 nF ; C_{14} : 100 µF.
D_1, D_2, D_3, D_4 : 1N4002.

court-circuit. Les autres constituent une protection thermique et réduisent la puissance dissipée dès que la température de jonction atteint 145 °C. Le TDA 2030, dans ces conditions, se révèle pratiquement indestructible. En revanche, si on exige d'en extraire la puissance maximale possible, il convient de dimensionner correctement les dissipateurs thermiques : nous y reviendrons en fin d'article.

A ces protections internes, il convient d'en ajouter d'autres, par l'intermédiaire de composantes externes.

Les premiers, sous forme des diodes D_1 et D_2, limitent l'excursion en sortie, qui ne peut dépasser + E ou – E dans la figure 3, ou + E et 0 dans la figure 4.

Un autre danger inhérent à tous les amplificateurs audio, mais particulièrement aux amplificateurs intégrés à cause de leur compacité et de la proximité des sorties et des entrées, est celui des oscillations parasites à fréquence élevée (au-delà de 100 kHz). Deux procédés permettent de les juguler. Le premier, par R_4 et C_7 en parallèle sur le haut-parleur, relève de techniques très classiques pour les charges inductives. Le deuxième (R_5 et C_8 dans la figure 3) introduit une contre-réaction supplémentaire en haute fréquence, limitant ainsi la bande passante aux alentours de 100 kHz, à – 3 dB.

UN MONTAGE EN PONT

Avec une tension d'alimentation E donnée, la technique du montage en pont, qui double les différences de potentiel efficaces appliquées aux bornes de la charge, permet théoriquement de multiplier la puissance (proportionnelle à V^2) par un facteur 4. En réalité, les limitations en courant ne permettent guère d'exploiter ces possibilités. Ainsi, avec le TDA 2030, on ne devra pas descendre au-dessous de 8 Ω

MON MONTAGE NE FONCTIONNE PAS !

Bien sûr, cette mésaventure vous est arrivée, à nous aussi, et certainement plus souvent qu'à vous ; car, lors d'une expérimentation de circuit, il nous arrive de nous tromper, d'utiliser des composants de réemploi sans les vérifier. Des erreurs se produisent également lorsque nous étudions des circuits imprimés, mais nous les repérons au moment du câblage, ce qui nous permet de rectifier.

L'auteur d'un montage livre un schéma de principe à la rédaction, ainsi qu'une implantation associée à un circuit imprimé. Ces éléments, pour être publiables, passent entre les mains de dessinateurs(trices) qui les toilettent et permettent de ce fait d'assurer une certaine unité à la revue. Seulement voilà, des virus se glissent parfois dans les schémas : des références de composants que l'on trouve deux fois, des numéros de broches de CI doublées, des repérages de composants inversés... Comment détecter les pannes, comment faire fonctionner le montage, c'est ce que nous allons tenter de vous expliquer en prenant pour exemple un montage qui a eu quelques problèmes, auxquels vous auriez pu remédier avec un peu de réflexion.

LA REDONDANCE DES INFORMATIONS

Pour ses montages flash, l'auteur s'arrange pour que les informations concernant le schéma, l'implantation et la valeur des composants se trouvent deux fois imprimées. Sur le schéma de principe, nous avons installé les composants à leur place, en faisant figurer pour chacun d'eux la référence du composant et sa valeur.

Si, malgré toutes les vérifications, des erreurs subsistent, il vous reste la liste des composants, qui vous confirmera la valeur de chacun. Donc, en principe, vous devrez trouver au moins une fois la valeur de chaque composant. Il peut également se glisser une erreur dans la liste des composants. Là, vous constaterez que la valeur n'est pas la même sur la liste que sur le schéma ; si la valeur est proche, c'est que les deux sont bonnes ; par exemple, une 4,7 kΩ pour une 5,6 kΩ, pas de quoi empêcher le fonctionnement de l'appareil...

La vérification point par point de la similitude du schéma de principe et du câblage est une opération fastidieuse. Ce que vous pouvez faire, en revanche, c'est câbler votre circuit imprimé en contrôlant l'implantation des composants à la fois sur le schéma de principe et sur le dessin de l'implantation. En cas de doute, réfléchissez avant de nous contacter...

Donc les erreurs sont possibles ; mais parfois, ce que vous pouvez prendre pour une erreur n'empêche pas le fonctionnement du montage. Un exemple : celui d'un condensateur en série avec une résistance, cas du circuit de contre-réaction d'un amplificateur opérationnel. Les deux éléments sont en série, et l'ordre des deux composants peut être quelconque, que l'on monte le condensateur avant la résistance ou après cette dernière, le résultat est le même. Pas de panique !

Bien sûr, lorsque vous vérifierez le montage, vous devrez vous assurer que les composants sont au bon endroit, que les valeurs sont correctes, que les condensateurs, les diodes, les transistors sont bien orientés, ainsi que les circuits intégrés. Si vous alimentez le montage à partir d'une alimentation stabilisée, assurez-vous que le fil rouge est bien sur le plus, que le grip-fil rouge le termine et pas le noir, et inversement ; ce sont des choses qui arrivent, nous les avons vécues. Avec l'habitude, l'attention se relâche...

DES POINTS DE REPERE...

Dans un montage électronique, il y a, en gros, deux types de signaux, les signaux analogiques et les signaux logiques. Le signal logique est

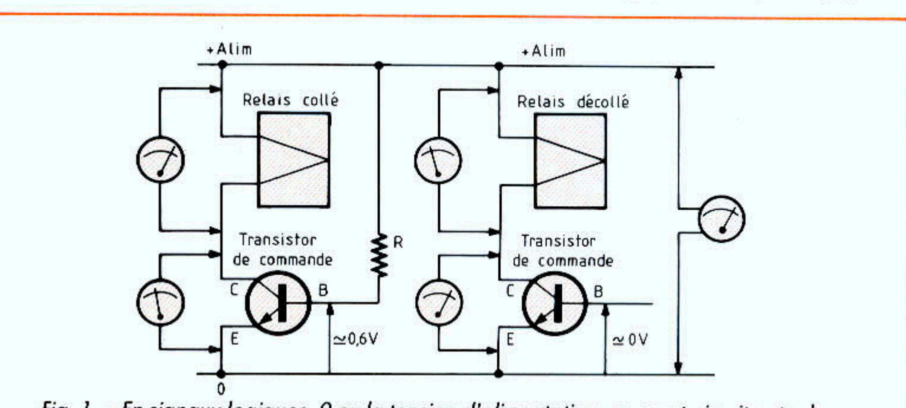


Fig. 1. – En signaux logiques, 0 ou la tension d'alimentation, un court-circuit entre base et émetteur bloque le relais.

soit un zéro soit un un ; le un, c'est la tension d'alimentation, le zéro, la tension de la « masse ». Prenons l'exemple d'un étage de commande de relais. Pour faire coller celui-ci, il lui faut toute la tension d'alimentation à ses bornes. Donc, aux bornes du circuit de commande, il n'y aura qu'une très faible tension lorsque le relais sera collé. Au contraire, relais décollé, c'est-à-dire non alimenté, il ne doit pas y avoir de tension à ses bornes, donc toute la tension d'alimentation doit se retrouver aux bornes du circuit de commande.

Le transistor de commande, figure 1, sera donc dans deux états ; relais collé, la tension mesurée entre l'émetteur et la base devra être de 0,6 V environ ; relais décollé, elle sera de l'ordre de 0,1 V ou moins, tout dépend du circuit de commande. Si maintenant vous prenez ce transistor dont la base est alimentée par une source extérieure, vous pouvez très bien réduire la tension de base en la court-circuitant à l'aide d'un petit fil. A ce moment, le relais doit se décoller. S'il ne se décolle pas, c'est que le transistor est mort...

A savoir aussi : une résistance de base, celle qui sert à faire passer le courant dans la base du transistor, doit toujours être d'une valeur plus forte que celle de charge du collecteur. De l'ordre de 10 à 100 fois supérieure ou plus, tout dépend du montage et du gain du transistor. Si vous trouvez sur un schéma une résistance de collecteur ou d'émetteur plus forte que la résistance de base, c'est qu'il y a une erreur quelque part...

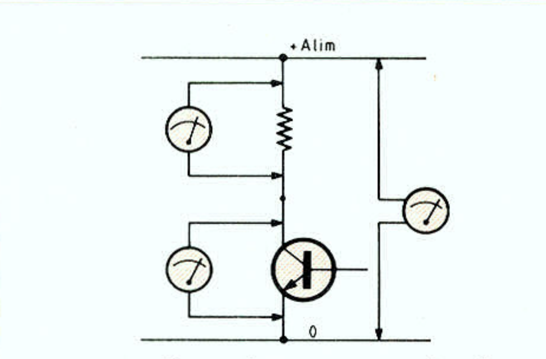


Fig. 2. – L'amplificateur linéaire a un point de polarisation situé entre la tension d'alimentation et la masse (0 V).

Dans le cas d'un montage analogique où les tensions varient autour d'un point de repos, il faut précisément que la tension puisse varier de part et d'autre de la tension moyenne ou tension de repos. Cette tension de repos, présente lorsqu'aucun signal n'est injecté dans le montage, doit être située entre le zéro et la tension d'alimentation (fig. 2) ou, dans un montage à alimentation symétrique, quelque part entre les deux tensions d'alimentation positive et négative. Si un jour vous rencontrez un montage censé amplifier une tension alternative et que la tension de repos, sans la composante alternative, est très proche de l'une des tensions d'alimentation, il y a sans doute un problème dans un coin ou dans un autre. L'amplificateur opérationnel est un cas un peu particulier, c'est un amplificateur à très grand gain. Le gain est le rapport entre la tension de sortie et celle d'entrée. Cela veut dire que lorsque la tension de sortie de l'ampli op est de l'ordre de 2 ou 3 V, la différence des tensions d'entrée est de 2 à 3 V, divisée par le gain de l'amplificateur, c'est-à-dire une tension pratiquement nulle. Autrement dit, en amplification dite linéaire, la tension de chacune des deux entrées est identique.

TRAVAUX PRATIQUES

A titre d'application, nous avons pris un montage sur lequel quelques lecteurs ont trébuché. Il s'agit de la barrière à infrarouge dont l'émetteur et le récepteur ont été publiés dans le n° 1750 de mars 1988, une seconde version, à consommation réduite de l'émetteur, faisant l'objet d'un article dans le numéro suivant. Nous avons donc pris les documents de base, avons réalisé un circuit imprimé et l'avons câblé en suivant l'implantation donnée ainsi que la liste des composants. Des erreurs, nous en avons trouvé. Celles-ci auraient dû être détectées mais sont passées au travers des mailles du filet.

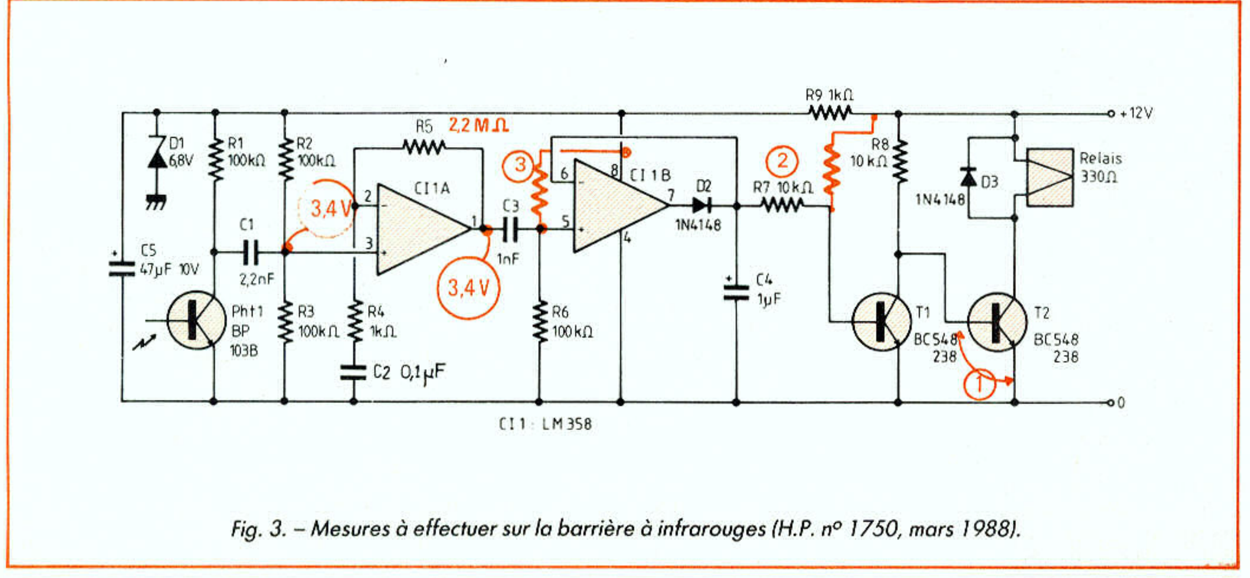


Fig. 3. – Mesures à effectuer sur la barrière à infrarouges (H.P. n° 1750, mars 1988).

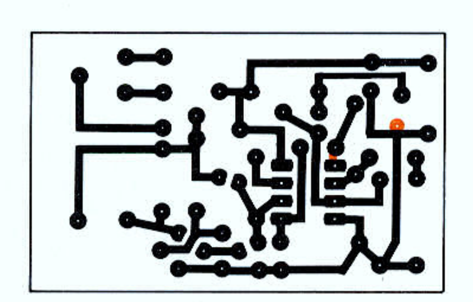


Fig. 4a. – Circuit imprimé vu côté cuivre, échelle 1.

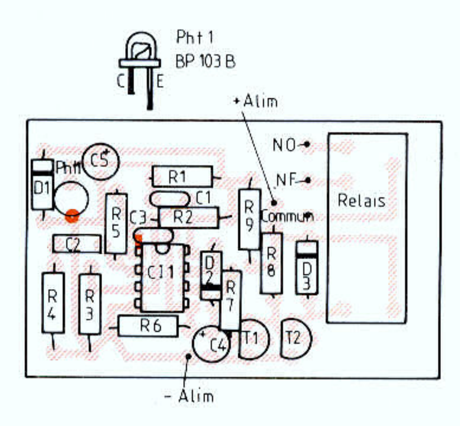


Fig. 4b. – Implantation des composants.

Un exemple : une pastille toute seule sur un circuit intégré double ampli opérationnel dont les 8 broches sont utilisées (fig. 4).

Deux pour l'alimentation, deux pour les sorties et quatre pour les entrées inverseuses et non inverseuses.

Certains circuits intégrés ont des bornes non connectées ou connectées intérieurement mais pas toujours utilisées ; ce sera le cas des TLC 555 des émetteurs, que nous verrons plus loin.

A la mise sous tension du circuit ainsi réalisé, le relais reste collé. Le transistor T_2 est-il défectueux ? Nous prenons un petit bout de fil et nous court-circuitons la base et l'émetteur de T_2. Sur le schéma [1] (fig. 3), le relais décolle ; conclusion : le transistor est bon.

Et T_1 ? Là, c'est plus compliqué ; on peut prendre une résistance de 10 000 Ω et relier la base de T_1 au pôle positif de l'alimentation ([2] sur le schéma).

Si T_1 est bloqué, il va se mettre à conduire et bloquera le relais. Ce que nous avons fait, donc, c'est bon. Ensuite, on passe au second étage de l'amplificateur opérationnel, celui dont la sortie est reliée à la diode D_2. Le test se fait de la façon suivante : on prend une résistance, par exemple celle de 10 kΩ de tout à l'heure, et on la branche entre la borne 5 de l'ampli op et la 8 ([3] sur le schéma). La tension de sortie de l'ampli op doit devenir positive, le transistor T_1 doit être alimenté et le relais T_2 décolle. Donc, pour l'instant, le comportement est normal, la panne est située à un autre niveau.

On mesurera la tension sur la borne 3 de CI 1 A, elle doit être égale à la moitié de la tension d'alimentation, une tension que l'on doit retrouver sur la borne 1 de l'ampli, ce qui n'est pas le cas. Donc, il y a un problème au niveau de l'amplificateur opérationnel, apparemment, la résistance R_5 ne joue pas son rôle.

L'examen du circuit imprimé révèle alors sa coupure, que nous rétablissons (fig. 4). Ici, l'examen est facilité par la nature de C_2 ; lorsqu'on utilise un condensateur chimique, un courant de fuite peut venir perturber le circuit de polarisation ; ici, c'est un céramique qui n'a que peu de chance d'être transformé en passoire.

Il reste maintenant à regarder si le phototransistor est branché dans le bon sens ; son collecteur correspond à l'électrode la plus massive, celle qui supporte la puce de silicium.

Si vous éclairez la diode par une lampe à incandescence (lumière modulée en amplitude à 100 Hz), le relais doit se décoller. En passant la main devant le phototransistor, le relais colle et décolle... Donc, ça marche... S'agissant du phototransistor, nous avons omis de vous signaler qu'il lui manquait une pastille (fig. 4).

Une barrière photoélectrique, c'est un émetteur et un récepteur. Si l'émetteur ne marche pas, on ne peut pas contrôler le récepteur, et *vice versa*. Dans le cas qui nous concerne, la fréquence du réseau nous rend bien service. Sinon, il reste possible de vérifier le fonctionnement d'un émetteur infrarouge à la lumière invisi-

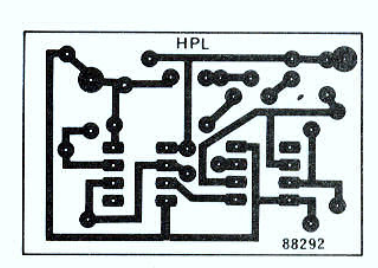


Fig. 5a

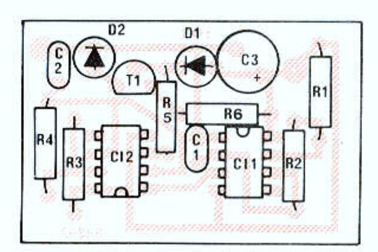


Fig. 5b

L'ENREGISTREMENT DES SIGNAUX D2-MAC/PAQUET

La qualité de l'image et du son du standard D2-MAC Paquet dépasse sensiblement celle des standards de télévision actuels PAL et SECAM, comme le montre la représentation de la figure 1 avec un canal de 8 MHz dans lequel la vidéo occupe 6 MHz composée d'une luminance de 4 MHz et d'une chrominance de 2 MHz. L'enregistrement du signal D2-MAC Paquet dépasse de loin les possibilités des magnétoscopes VHS actuels.

La largeur de bande passante de luminance n'est que de 2,5 MHz en VHS, et la largeur de bande passante de chrominance n'est que de 0,4 MHz (fig. 1).
Seul un magnétoscope de radiodiffusion du format C permet une reproduction intégrale des composantes du signal D2-MAC Paquet, étant donné sa vitesse élevée tête-bande de 21,39 m/s (fig. 1).
La longueur d'onde enregistrée pour un signal correspondant à la limite supérieure de l'excursion de fréquence (4,8 MHz) se situe à environ $0,6 \times 10^{-6}$ m avec une bande 1/2" du VHS. En format C, la longueur d'onde enregistrée à 8,9 MHz se situe à environ 2×10^{-6} m avec une bande 1".
Pour obtenir les mêmes résultats qu'en format C, on a le choix entre augmenter la vitesse relative tête-bande du VHS en doublant au moins le nombre de tours, ce qui augmente considérablement le prix, ou procéder à une extension du signal dans le temps en doublant le nombre de pistes.

Ce dernier procédé n'est valable qu'avec l'emploi de mémoires fonctionnant en numérique.

C'est le cas du prototype d'un magnétoscope mis au point par Grundig en collaboration avec le CCETT à Rennes (fig. 1).

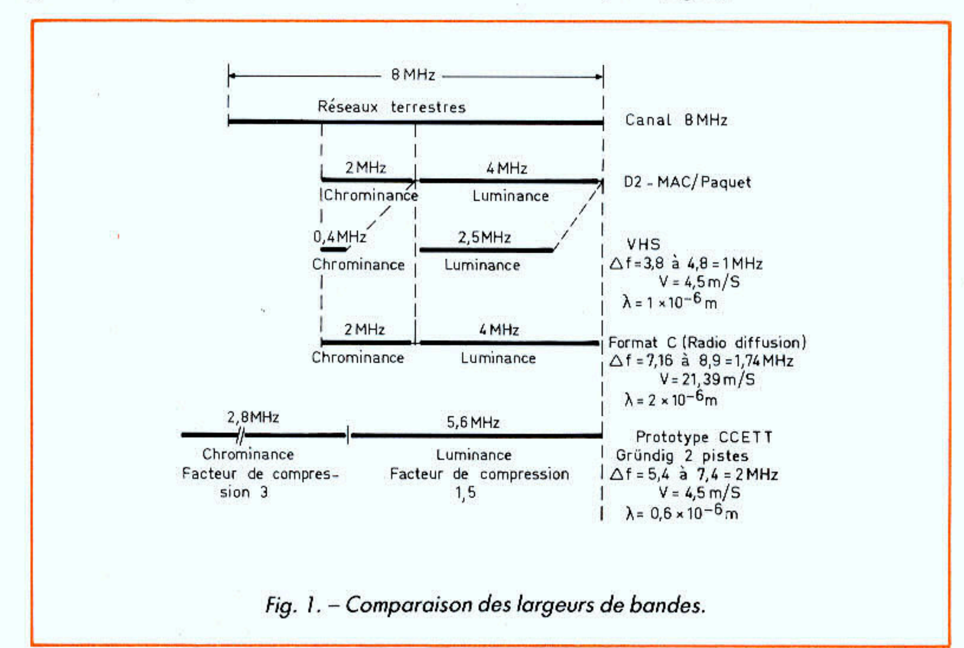


Fig. 1. – Comparaison des largeurs de bandes.

L'EXTENSION DU SIGNAL ENREGISTRE ET LA DIVISION DE SA BANDE PASSANTE

La figure 2 représente le schéma simplifié du traitement d'un signal vidéo à large bande dont l'enregistrement n'est pas réalisable à l'aide d'un magnétoscope VHS, étant donné que celui-ci ne peut reproduire qu'une largeur de bande passante de luminance de 2,5 MHz et une largeur de bande passante de chrominance de 0,4 MHz. Le signal vidéo à l'entrée du schéma de la figure 2 est filtré à l'aide d'un filtre passe-bas, et écrit dans les deux mémoires A et B après passage dans les convertisseurs analogique-numérique (CAN). Chaque mémoire délivre un signal numérique extensé qui subit ensuite une conversion numérique analogique, d'où la présence des deux CNA en figure 2. Les signaux délivrés par ces deux CNA sont destinés à la modulation de fréquence de deux oscillateurs produisant les signaux d'enregistrement sur deux pistes de la bande.
Le générateur d'horloge à fréquence f1, commandant l'écriture dans les mémoires A et B et leur adressage, est asservi sur le signal vidéo à enregistrer. Grâce à la lecture des mémoires ligne par ligne avec une fréquence f1/2, on obtient une extension du signal numérique et ensuite analogique avec un coeffi-

cient 2 correspondant à une division de sa bande passante par le même coefficient 2.
Le procédé de la figure 2 n'est valable qu'en l'absence de pertes de signal lors de la commutation de têtes à la fin de chaque trame et dans le cas de l'absence d'erreurs de base de temps. Ce procédé a un autre défaut qui provient du système séquentiel de ligne du SECAM, où une ligne transmet le signal R-Y, et la ligne suivante, le signal B-Y ; ce qui n'est pas le cas dans les diagrammes de la figure 2 où les deux pistes enregistrent chacune le même signal pendant deux lignes successives.
Le schéma de la figure 1 montre d'abord l'écriture des lignes 1 et 2, soit R-Y et B-Y, commandée par le générateur d'horloge et destinée aux mémoires A et B. Après l'écriture des lignes 1 et 2, c'est la lecture des mémoires avec une fréquence d'horloge divisée par le coefficient 2, d'où l'extension des lignes R-Y et B-Y et la division de la bande passante par deux. En même temps, le générateur d'horloge commande l'écriture dans les mémoires des lignes 3 et 4, soit R-Y et B-Y, avec l'asservissement sur ces signaux. Les lectures des signaux 3 et 1 reproduisent chacune les mêmes composantes R-Y au lieu des composantes R-Y et B-Y. Afin de simplifier le contenu des lignes, nous n'avons représenté dans la figure 2 que les signaux de chrominance n'occupant que 17,5 µs. Dans le standard D2-MAC Paquet, les signaux de chrominance précèdent le signal de luminance Y dont la durée est de 31,5 µs. Nous avons également omis la salve numérique de 12 µs qui précède les signaux de chrominance. Ces trois composantes sont représentées sous la ligne 2 de la figure 2 où l'on remarque leur compression temporelle avec des facteurs 3 pour la chrominance et 1,5 pour la luminance.
Le système séquentiel de ligne du SECAM peut être conservé si nous modifions le multiplexage des mémoires.

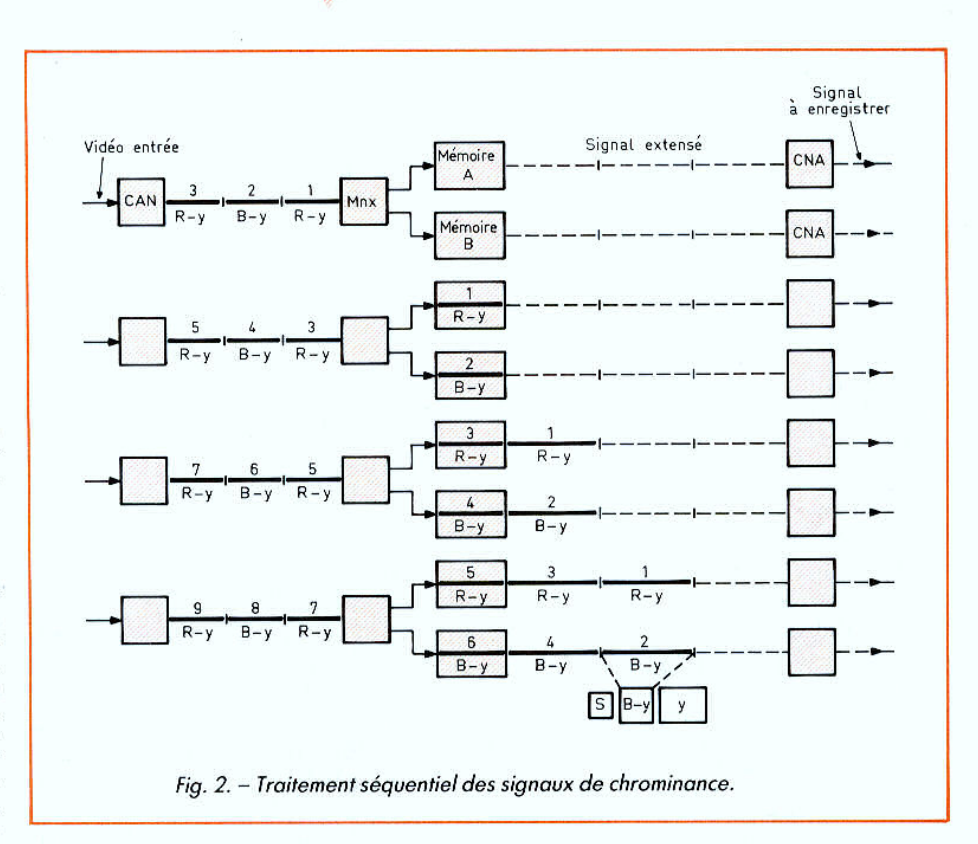


Fig. 2. – Traitement séquentiel des signaux de chrominance.

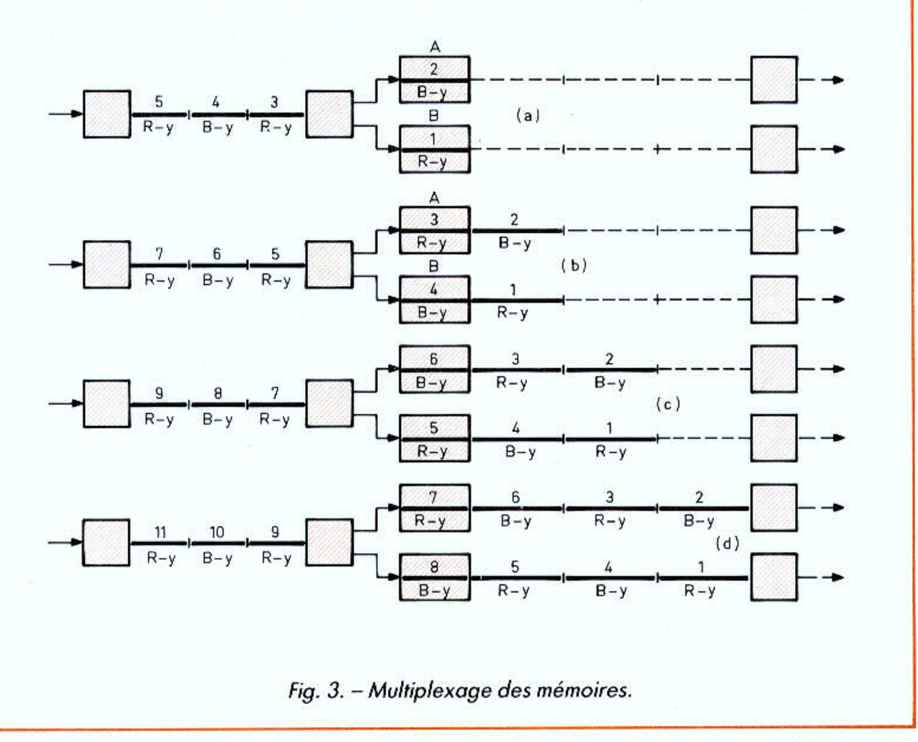


Fig. 3. – Multiplexage des mémoires.

MULTIPLEXAGE DES MEMOIRES A ET B

Deux lignes successives sont à chaque fois inscrites dans chaque mémoire afin que des lignes R-Y et B-Y soient enregistrées dans les deux canaux. C'est le cas dans le multiplexage de la figure 3a où la mémoire B reçoit la ligne 1 avec R-Y ; la mémoire A, la ligne 2 avec R-Y, ensuite la mémoire A reçoit la ligne 3 avec R-Y, et la mémoire B, la ligne 4 avec B-Y (fig. 3b). Grâce à la lecture des mémoires ligne par ligne avec une fréquence d'horloge diminuée de moitié, on obtient l'extension de la ligne 2 avec B-Y et l'extension de la ligne 1 avec R-Y. Pendant l'inscription des lignes 5 et 6 (fig. 3c), on obtient l'extension des lignes 4 et 3. Pendant l'inscription des lignes 7 et 8, on obtient l'extension des lignes 6 et 5, et ainsi de suite. La figure 3 montre que le système séquentiel de ligne du SECAM est conservé : une ligne du canal A transmet B-Y, et la ligne suivante, R-Y, pendant qu'une ligne du canal B transmet R-Y et la ligne suivante, B-Y (fig. 3d).

La figure 4 représente un autre schéma simplifié du traitement du signal vidéo D2-MAC Paquet dans un magnétoscope à large bande. Supposons que le générateur d'horloge commandant l'écriture (E) dans les mémoires A et B et leur adressage est asservi sur le signal vidéo à 20 MHz et que la fréquence d'horloge à la lecture (L) est de 10 MHz. L'écriture E commence dans le schéma par la ligne 11 dans la mémoire B, et se poursuit par la ligne 12 dans la mémoire A. L'écriture continue avec la ligne 13 dans la mémoire A, et se poursuit avec la ligne 14 dans la mémoire B.
Si la fréquence d'horloge à la lecture L est diminuée à 10 MHz, on obtient l'extension par deux de la ligne 11 et de la ligne 12. Ce mode d'écriture continue avec les lignes 15 et 16 suivies des lignes 17 et 18.
Après l'extension des lignes 11 et 12 à la lecture L, on obtient l'extension des lignes 13 et 14 (fig. 4). En continuant ce mode de commutation, la piste du canal 1 enregistre les lignes 12 (B-Y), 13 (R-Y), 16 (B-Y), 17 (R-Y), 20 (B-Y)... et la piste du canal B enregistre les lignes 11 (R-Y), 14 (B-Y), 15 (R-Y), 18 (B-Y), 19 (R-Y)...

LA LECTURE DES PISTES CONTENANT LES LIGNES EXTENSEES

Grâce à la lecture des pistes, ligne extensée par ligne extensée, avec une fréquence d'horloge de 20 MHz, on obtient le rétablissement du signal numérique original ligne par ligne non extensée. Le multiplexage appliqué dans le schéma simplifié de la figure 4 reproduira les lignes non extensées 11 (R-Y), 12 (B-Y), 13 (R-Y), 14 (B-Y), 15 (R-Y), 16 (B-Y), 17 (R-Y), 18 (B-Y)... et ainsi de suite. Au lieu de l'extension souhaitée du signal et la division de sa bande passante par le coefficient 2, on obtient par ce nouveau multiplexage une compression avec le facteur 2. Après la conversion numérique analogique, on retrouve le signal original du D2-MAC Paquet.

MAGNETOSCOPE A LARGE BANDE

Le procédé d'enregistrement à deux pistes parallèles avec l'extension du signal dans le temps est également valable pour les signaux vidéo classiques comme ceux du PAL ou du SECAM diffusés sur les canaux actuels.
La figure 5 représente le schéma synoptique du magnétoscope à large bande mis au point par Gründig en collaboration avec le CCETT à Rennes, permettant l'enregistrement de signaux D2-MAC Paquet. On retrouve dans ce schéma le même principe d'extension du signal dans le temps avec l'enregistrement sur deux pistes parallèles et la lecture des signaux avec une bande passante pouvant aller jusqu'à 10 MHz.
Le signal vidéo à l'entrée (Ea) est écrit dans les mémoires A et B après conversion analogique-numérique à l'aide d'une fréquence d'horloge à 20,25 MHz commandant leur adressage. Le générateur d'horloge est asservi sur le signal vidéo à enregistrer. La lecture des mémoires s'effectue avec une fréquence d'horloge à 20,25/1,84 = 11 MHz, qui produit une extension du signal de 1,84 et la division de sa bande passante par 1,84. Dans le but d'améliorer la correction des erreurs de base de temps, on insère au début de chaque ligne du signal à enregistrer une infor-

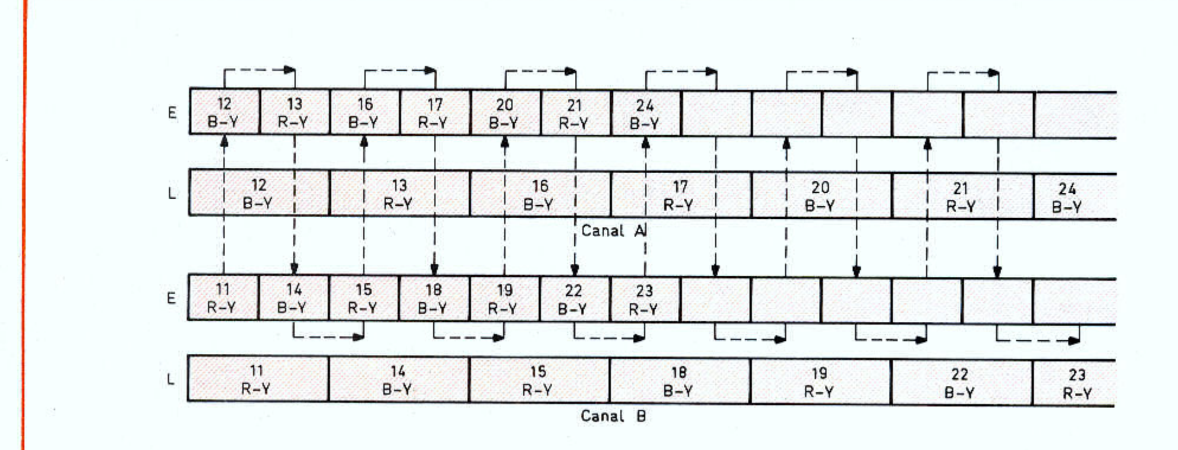


Fig. 4. – Principe de lecture et d'écriture à des vitesses de rapport 1/2.

Fig. 5. – Synoptique du magnétoscope à large bande.

mation de synchronisation supplémentaire, se composant d'une impulsion (Sy) facilement détectable et d'une salve (Bu). le diagramme (a) de la figure 5 montre deux lignes successives en sortie du convertisseur analogique-numérique, composées d'une salve numérique de 12 µs, d'une composante analogique de chrominance de 17,5 µs et d'une composante analogique de luminance de 34,5 µs. Le diagramme (b) montre l'extension de la première ligne après l'insertion du signal de synchronisation (Sy) et de la salve de synchronisation (Bu). Après la lecture de l'enregistrement, on compense la variation temporelle provoquée par le lecteur par une information de synchronisation introduite dans le signal. Le signal est étendu de telle manière que l'enregistrement d'une trame est terminée en moins d'un cinquantième de seconde pour qu'il reste suffisamment d'espace libre pour la commutation de têtes (fig. 6).

CORRECTION DES ECARTS ENTRE LES DEUX CANAUX

Lors de la reproduction, le signal modulé en fréquence est corrigé par un « equalizer » réglable, indépendamment

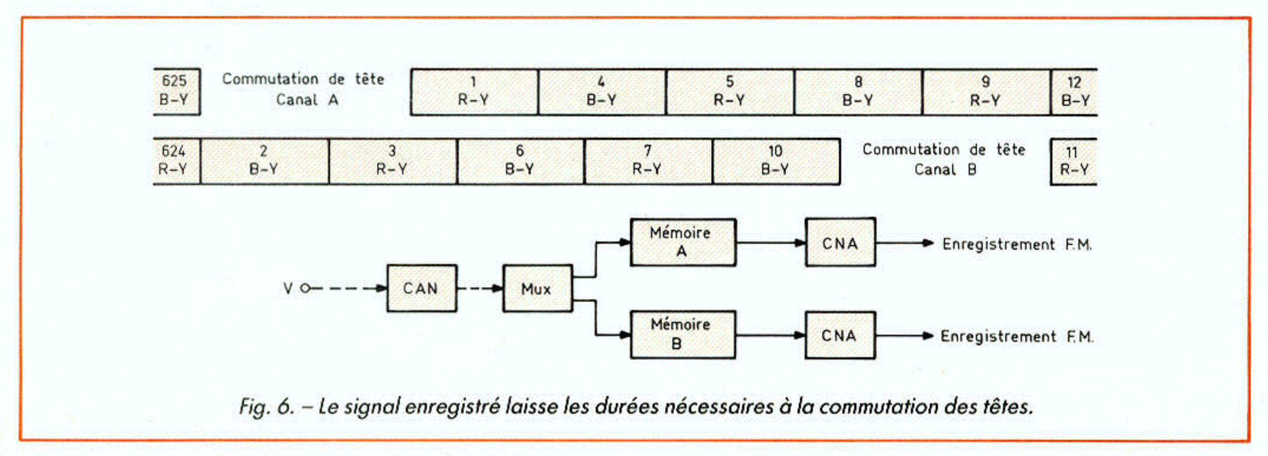


Fig. 6. – Le signal enregistré laisse les durées nécessaires à la commutation des têtes.

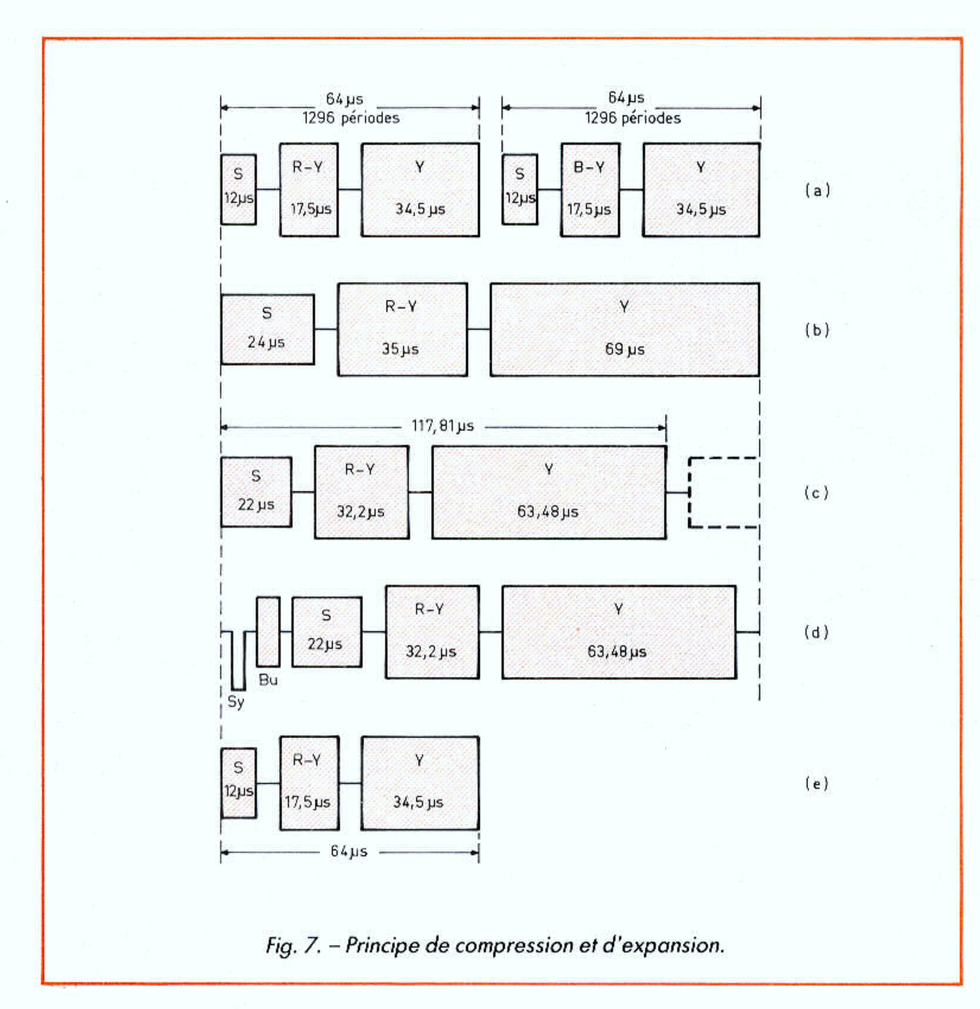


Fig. 7. – Principe de compression et d'expansion.

pour chaque tête vidéo. Après sa démodulation, le signal est corrigé en phase, et ensuite désaccentué. Les non-linéarités produisent des perturbations visibles dans l'image. Les écarts entre les deux canaux analogiques ne doivent pas dépasser 0,1 %. C'est l'information de synchronisation, composée du signal Sy et de la salve Bu, qui assure l'asservissement de l'horloge commandant la remise en mémoire, de telle sorte que le signal vidéo de la lecture occupe la même place dans la mémoire que celle du signal vidéo de l'enregistrement.

Lors de la lecture, le signal vidéo est reconstitué avec une horloge asservie par quartz ou à partir d'un signal extérieur. Le schéma de la figure 5 montre le générateur d'impulsion qui commande l'entrée Ea du premier convertisseur analogique numérique et l'entrée E2 du deuxième convertisseur analogique numérique de chaque canal de lecture. Le signal vidéo à l'entrée Ea du convertisseur analogique numérique est filtré à l'aide d'un filtre passe-bas ; le signal à la sortie Sa du convertisseur numérique analogique est également filtré à l'aide d'un filtre passe-bas. Contrairement aux systèmes PAL et SECAM, où l'impulsion de synchronisation est facilement détectable lors de la lecture de bande magnétique, dans le standard D2-MAC Paquet, chaque ligne (y compris dans l'intervalle de suppression trame) commence par la salve numérique comprenant 105 bits, dont 6 bits constituent le mot de synchronisation de ligne ; les 99 autres bits sont destinés au son et aux données du traitement analogique.

L'INSERTION DE L'INFORMATION DE SYNCHRONISATION SUPPLEMENTAIRE

La figure 7a montre deux lignes successives de 64 µs destinées à l'écriture dans les mémoires commandée par le générateur d'horloge à 20,25 MHz, soit 20,25 × 64 = 1 296 périodes par ligne. Si la lecture des mémoires utilise une fréquence d'horloge diminuée de moitié (10,125) l'extension de chaque ligne sera de deux fois, et le nombre de périodes par ligne extensée sera toujours 10,125 × 128 = 1 296, d'où la figure 7b. Si la fréquence d'horloge à la lecture est divisée par 1,84 donc 11 MHz, la durée de chaque ligne sera de :

$$64 \times \frac{20,25}{11} = 117,81\ \mu s$$

et le nombre de périodes sera encore de 11 × 117,818 = 1 296 avec le diagramme de la figure 7c. Le coefficient d'extension est 1,84, et le coefficient de réduction de la bande passante, 1,84. En retardant la ligne extensée on insère l'information de synchronisation supplémentaire (composée de Sy et de Bu) entre la mémoire et le convertisseur numérique-analogique, ce qui donne le diagramme de la figure 7d. L'enregistrement d'une trame se termine en moins de 20 ms. Il reste suffisamment d'espace libre pour la commutation des têtes.

La préaccentuation non linéaire augmente considérablement le rapport signal/bruit du signal reproduit représenté en figure 7e.

La zone d'excursion de fréquence du modulateur FM occupe 2 MHz, avec 5,3 MHz pour la synchronisation, 6 MHz pour le noir et 7,6 MHz pour le blanc.

La largeur des pistes est réduite à 25 µm.

La longueur d'onde enregistrée à 7,6 MHz se situe à environ 0,6 µm, ce qui correspond à une vitesse relative tête-bande de 0,6 × 7,6 = 4,56 m/s.

R. ASCHEN

BIBLIOGRAPHIE

Le *Haut-Parleur* n° 1753, Magnétoscope à large bande, Eckhard Guttner, Manfred Richter, Christian Gantier.